

# TEK FAZLI İNVERTER KAYNAK MAKİNALARI İÇİN SAYISAL Pİ DENETLEYİCİ TASARIMI

Hulusi ÖZKAN<sup>1</sup>, Mustafa ASLAN<sup>1</sup>, Barış TUĞGAN<sup>2</sup>, Mutlu BOZTEPE<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, 35100, Bornova, İzmir  
ozkanhulusi0@gmail.com, mustafa.aslan@hotmail.com, mutlu.boztepe@gmail.com

<sup>2</sup>Magma Mekatronik Makine Sanayi ve Ticaret A.Ş., [baris.tuggan@magmaweld.com](mailto:baris.tuggan@magmaweld.com)

## ÖZET

Modern ark kaynak makinelerinde, küçük boyut, düşük ağırlık, yüksek verimlilik ve ark kalitesi önemli özelliklerden bazılarıdır. Özellikle kaliteli ark oluşturmak için çıkış akım kontrolünün çok iyi olması gereklidir. Ancak devrenin dinamik davranışı çalışma koşullarına bağlı olarak değiştiğinden sabit parametrelerle çalışan analog denetleyicilerle her koşulda başarıyı iyi olan bir denetleyici tasarlamak zordur. Son yıllarda analog denetleyicilerin yerini alan sayısal denetleyiciler esnek yapısı ve gerçek zamanda değiştirilebilir parametrik yapısı ile bu açıdan önemli avantajlara sahiptir. Bu çalışmada 3.6 kW (140 A) gücünde bir ark kaynağı makinesinin çıkış akımının kontrolü mikroişlemci ile sayısal olarak gerçekleştirilmiştir. Denetleyici tasarım yöntemi ve teori ile deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar özetlenmiştir.

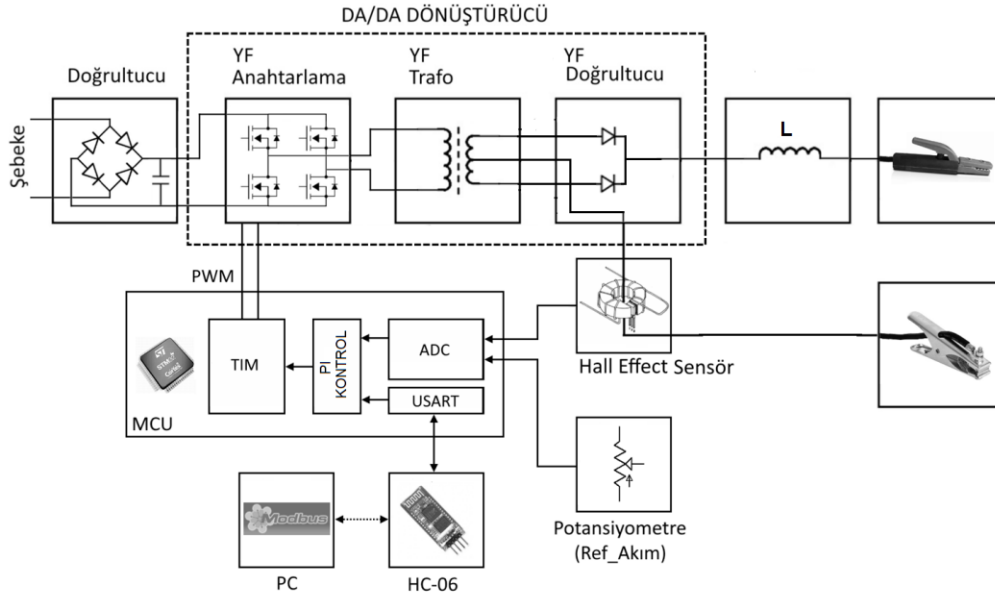
**Anahtar kelimeler:** Inverter kaynak makinesi, Tam köprü DA-DA dönüştürücü, Elektrik ark kaynağı, Sayısal denetleyici

## 1. GİRİŞ

Elektrik ark kaynağı, metalleri birbiri ile birleştirmek için kullanılan bir imalat yöntemidir. Geleneksel 50/60Hz transformatörlü ve tristör kontrollü kaynak makinelerinin ağır ve büyük hacimli olmasının yanı sıra, sınırlı tipte elektrotla çalışabilmesi ve kaynak akımının şebeke ve yük koşullarından çok fazla etkilenmesi gibi olumsuz yönleri bulunmaktadır. Yarı iletken teknolojisinin gelişmesiyle birlikte inverter kaynak makineleri üzerindeki çalışmalar da hızlanmış ve çok daha hafif, düşük maliyetli, yüksek verimli ve kaynak akım kontrolü çok daha iyi olan kaynak makineleri endüstriyel olarak üretilmeye başlanmıştır [1-4]. Bu makinelerde, doğrultulmuş şebeke gerilimi Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) ile yüksek frekansta anahtarlanarak yüksek frekanslı bir AA gerilim elde edilir. Bu gerilim hem elektriksel izolasyon sağlamak hem de gerilim seviyesini düşürmek için bir

transformatöre uygulanır. Transformatörün sekonder gerilimi, diyotlarla doğrultularak doğru akıma dönüştürülür ve ark elektrodu ile kaynatılacak malzeme arasına uygulanır (bkz. Şekil-1). Burada kaynak akımı, geri beslemeli bir kontrol sistemi tarafından primer devresindeki yarıiletken anahtarların görev oranı değiştirilerek ayarlanabilmektedir.

Literatürde, modern kaynak makinelerinin güç devreleri ve kontrol sistemleri üzerine yapılmış çok sayıda çalışma bulunmaktadır [5-15]. Geleneksel olarak sert anahtarlama yapan topolojilerin yanında, yumuşak anahtarlama veya rezonans devreli topolojiler üzerinde de çalışmalar vardır. Rezonans devreli topolojilerde L ve C elemanları ile bir tank devresi oluşturularak akımın veya gerilimin sıfırdan geçtiği anlarda anahtarlama yapılmak suretiyle anahtarlama kayıpları önemli ölçüde azaltılabilmektedir. Ancak kontrol



Şekil 1: İnverter kaynak makinesi blok şeması

işlemi frekansı değiştirerek yapılmaktadır ve kaynak makinesi gibi geniş bir aralıkta değişen yüklerde (açık devreden kısa devreye) özel önlemler almak gerekebilir. Yumuşak anahtarlama yapan topolojilerde de genellikle yardımcı devrelere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu da karmaşıklığı arttırmaktadır. Sert anahtarlama ile çalışan geleneksel topolojilerde ise kayıplar nispeten daha yüksek olmasına karşın denetim daha kolay olduğu için çoğunlukla tercih edilmektedir.

İnverter tipi kaynak makinelerinde geleneksel olarak analog denetim devreleri kullanılırken, son yıllarda mikroişlemci tabanlı denetim sistemleri de kullanılmaktadır. Mikroişlemci ile sayısal kontrol tasarımda esneklik sağlamak ve karmaşık denetim algoritmalarının kullanılmasına izin vermektedir. En önemlisi ise gerçek zamanda parametre değişikliği yapılabilmesi ve böylece değişken yük koşullarına göre farklı kontrol parametrelerinin uygulanması mümkün hale gelmektedir.

Bu çalışmada, tek fazlı şebekeden enerji alan ve 140 A çıkış akımına sahip bir ark kaynak makinesi için sayısal denetleyici tasarımı yapılmıştır. Tam köprü (Full Bridge) DA-DA dönüştürücü yapısına sahip olan sistemin analizi 2.bölümde anlatılmaktadır. 3.bölümde sayısal denetleyici tasarımının detayları ile simülasyon sonuçları ve 4.bölümde deneysel çalışmalar verilmektedir. 5.bölümde ise elde edilen sonuçlar özetlenmektedir.

## 2. İNVERTER KAYNAK MAKİNESİ GÜÇ DEVRESİ

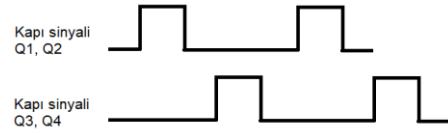
Tek fazlı inverter kaynak makinesi Şekil 1'de görüldüğü gibi şebeke frekansında çalışan bir doğrultucu ve bir yalıtımlı, yüksek frekans anahtarlama DA-DA dönüştürücüdür. DA kaynak makinelerinde kullanılan yalıtımlı DA/DA dönüştürücüler yarı köprü veya tam köprü biçiminde olabilir. Yarı köprü devre basitlik açısından tercih edilse de yüksek güçlerde tam köprü topolojisi tercih edilir [16]. Bu çalışmada tam köprü DA/DA dönüştürücü topolojisi kullanılmıştır. Kaynak elektrodu rezistif

bir yük olarak modellenmiştir. Devredeki anahtarlara Şekil-2'de görüldüğü gibi birbirine göre 180 derece faz kaydırılmış şekilde iki adet DGM modülasyonlu kapı sinyali uygulanmaktadır. İzolasyon sağlamak için bu kapı sinyalleri bir transformatör üzerinden aktarılmaktadır. Sekonder sargı gerilimi 2 diyot ile doğrultulduktan sonra kaynak kablolarına bağlanmaktadır. Burada akım değişim hızını kontrol altına almak için akım yolu üzerinde bir endüktans ihtiyacı vardır. Şekil-1'deki devrede gösterilen L endüktansı, transformatör kaçak endüktansı, kaynak kablosunun endüktansı ve diğer parazitik endüktansların toplamını temsil etmektedir.

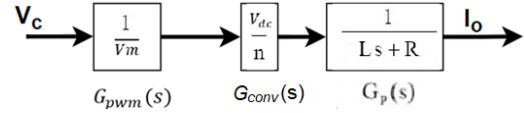
### 3. PI DENETLEYİCİ TASARIMI

Kaynak makinası uygulamalarında çıkış akımı kapalı çevrim olarak kontrol edilir. Akım denetleyici tasarımı için öncelikle sistemin matematiksel modeli çıkartılmalıdır. Görev oranının  $V_c$  kontrol sinyali ile ayarlandığı kabul edilir ise, Şekil-1'deki devrede periyodik ortalama alma yöntemi (switching average method [17]) uygulanarak, kontrol sinyali  $V_c$ 'den çıkış akımı  $I_o$ 'a kadar olan sistemin kontrol blok diyagramı Şekil-3'teki gibi çizilebilir. Burada  $1/V_m$  DGM modülatörün kazancı,  $V_{dc}/n$  tam köprü güç devresinin gerilim kazancı,  $n$  transformatör sarım oranı,  $1/(sL+R)$  çıkıştaki RL devresinin transfer fonksiyonu, R direnci ise akım yolu üzerindeki bütün dirençlerin eşdeğeridir. Görüleceği üzere bu devrede yük akımı  $I_o$ , kontrol sinyali  $V_c$  ile kontrol edilebilmektedir. Blok diyagramdan hareketle çıkış akımı ile kontrol sinyali arasındaki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{I_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_{dc}}{nV_m} \frac{1}{sL+R} \quad (1)$$



Şekil 2. Kapı sinyalleri



Şekil 3: Da-da dönüştürücü transfer fonksiyonu

Sistemin kapalı çevrim kontrolü bir Dijital Sinyal İşlemcisi (DSP) ile gerçekleştirileceğinden sayısal örneklemeden dolayı oluşan zaman gecikmesi mutlaka dikkate alınmalıdır. Çünkü bu gecikme faz marjını küçülten bir etki doğurduğundan sistemi kararsızlığa yaklaştırmaktadır. Sistemde oluşan bu gecikme  $e^{-sT}$  şeklinde modellenebilir. Ancak doğrusal bir ifade olmadığından kontrol sistemi tasarımında kullanılamaz. Bu yüzden Pade yaklaşımı ile seriye açılıp ilk terimi alınarak doğrusal hale getirilmiştir. Buna göre Pade transfer fonksiyonu şu şekilde olmaktadır,

$$G_{pade}(s) = \frac{1 - s(T/2)}{1 + s(T/2)} \quad (2)$$

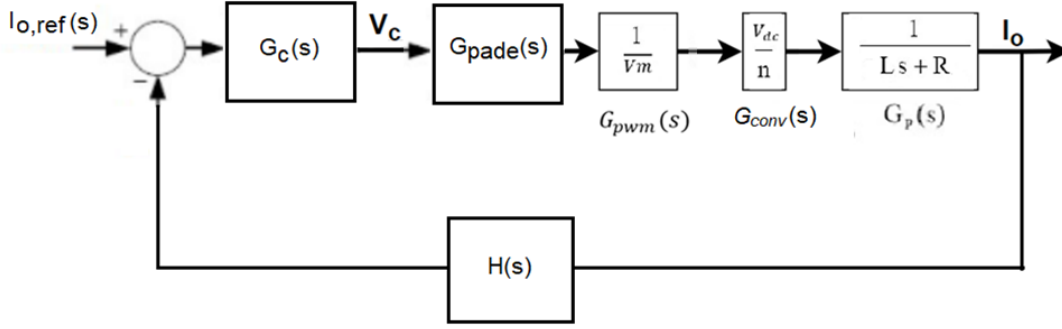
Örnekleme frekansı, anahtarlama frekansına (30 kHz) eşit olduğu için burada gecikme süresi  $T=1/f=1/30\text{kHz}=33,33 \mu\text{s}$  olmaktadır.

Çıkış yük akımı (sistemin ana kontrol değişkeni), bir Hall akım sensörü ile izolasyonlu olarak ölçülmektedir. Bu sensör ile 10 Amper akım için mikroişlemci ADC çıkışında 117 değeri ölçüldüğünden kazancı

$$H(s) = 11,7 A^{-1} \quad (3)$$

olarak alınabilir. Akımı kontrol etmek için kullanılacak PI denetleyicinin sürekli zaman transfer fonksiyonu;

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4)$$



Şekil 4: Kapalı çevrim akım kontrolü blok diyagramı

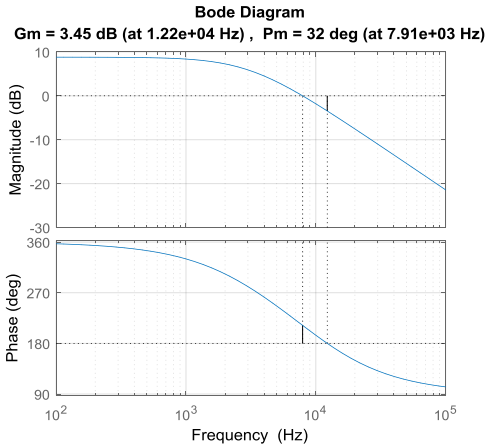
şeklinde ifade edilirse, sonuç olarak akım kontrollü tam dalga da-da dönüştürücünün kapalı çevrim sürekli zaman blok diyagramı Şekil-4'teki gibi elde edilir.

Devre parametreleri olarak  $V_{dc}=300V$ ,

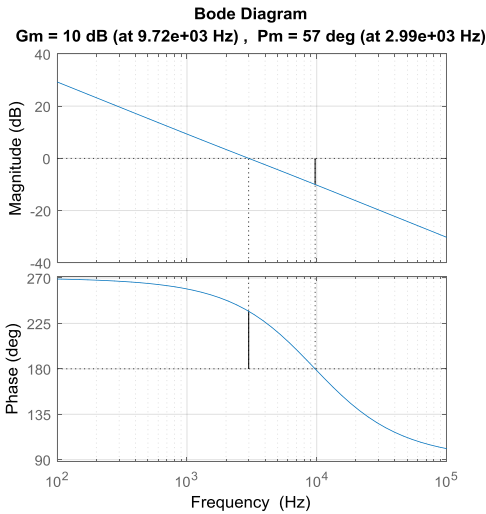
$V_m=1400$ ,  $L=9.4 \mu H$ ,  $n=5$  ve  $R=25.4V/140A=0.182\Omega$  değerleri kullanılarak elde edilen açık çevrim Bode diyagramı Şekil 5'te çizilmiştir. Sistemin açık çevrim geçiş frekansının (crossover frequency) 7,91 kHz ve faz marjının  $32^\circ$  olduğu görülmektedir. Geçiş frekansını örnekleme frekansının yaklaşık 1/10'una ve faz marjını  $52^\circ$  civarına getirmek için MATLAB-SISOTOOL yardımı ile Eşitlik (4)'te verilen PI denetleyicisi tasarlanmıştır.

$$G_c(s) = 0,3634 + \frac{6608}{s} \quad (4)$$

Şekil 6'da verilen Bode diyagramından kompanze edilmiş açık çevrim transfer fonksiyonunun faz marjının  $57^\circ$  ve geçiş frekansının 2.99 kHz olduğu görülmektedir.



Şekil 5: Kompanze edilmemiş sistemin açık çevrim bode diyagramı



Şekil 6: Kompanze edilmiş sistemin açık çevrim bode diyagramı

### 3.1. PI denetleyicinin ayrıık olarak gerçekleştirilmesi

Eşitlik 4'de görülen PI denetleyici transfer fonksiyonu ayrıık düzleme geçirilerek bir mikroişlemci ile gerçekleştirilebilir. Bunun için s-düzlemindeki transfer fonksiyonu z-düzlemine aktarılmalıdır. Backward Euler yöntemini kullanarak elde edilen ayrıık zaman transfer fonksiyonu Şekil 7'de görülen kontrol blok şeması ile gösterilebilir. Bu blok şemaya göre mikroişlemci tarafından PI denetleyici çıkışı aşağıdaki ayrıık zaman eşitlikleriyle kolaylıkla hesaplanabilir.

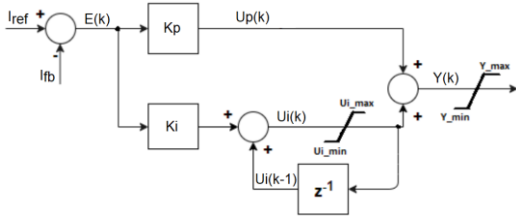
$$E(k) = I_{ref}(k) - I_{fb}(k) \quad (5)$$

$$U_i(k) = K_i E(k) + U_i(k-1) \quad (6)$$

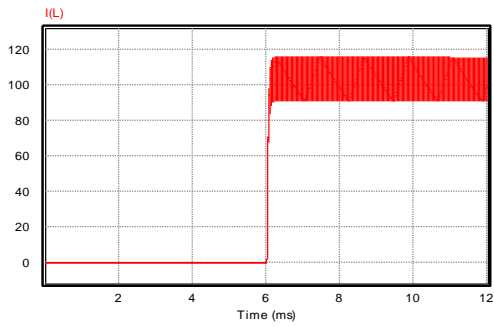
$$U_p(k) = K_p E(k) \quad (7)$$

$$Y(k) = U_p(k) + U_i(k) \quad (8)$$

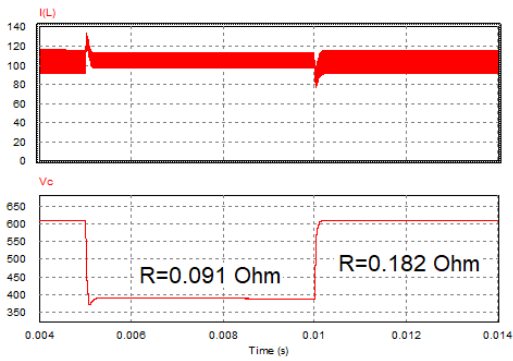
Eşitliklerde (k) parametresi o andaki değeri, (k-1) ise bir önceki değeri göstermektedir. Mikroişlemcide %100 görev oranı için belirlenen değerin aşılması gerektiğinden algoritmada hem integral hem de Y çıkışı için bir



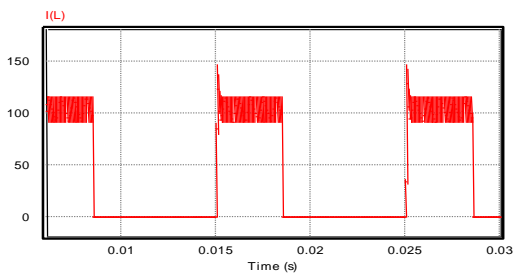
Şekil 7: Ayırık zaman PI denetleyici



Şekil 8: Çıkış akımı 100A basamak cevabı



Şekil 9: Yük değişimlerine karşı dinamik cevap



Şekil 10: Çıkış akımının kısa devre ve açık devre geçişlerindeki dalga şekilleri

maksimum sınır getirilmiştir. Minimum değer olarak sıfır kullanılmıştır.

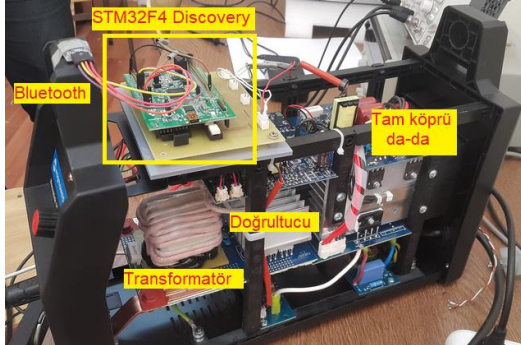
Tasarlanan PI denetleyicinin performansını görmek amacıyla PSIM yazılımı ile bir benzetim yapılmıştır. Şekil-8'deki basamak cevabında çıkış akımının beklendiği gibi aşma olmadan 100A değerine ulaştığı görülmektedir. Daha sonra 5 ms aralıklarla iki farklı yük ( $R=182 \text{ m}\Omega$  ve  $R=91 \text{ m}\Omega$ ) devreye alınmış ve çıkış akımı, kontrol değişkeni ile birlikte Şekil 9'da çizilmiştir. Görüldüğü üzere PI denetleyici, yükün bozucu etkisine karşın, referans değer olan 100A çıkış akımını küçük bir aşma ile koruyabilmektedir. Şekil 10'da ise açık devreden kısa devreye ve kısa devreden açık devreye geçiş durumlarındaki akım kontrolü görülmektedir. Burada yükün çok geniş bir aralıkta değişmesi nedeniyle aşma yüzdesinin arttığı gözlenmektedir ise de, PI denetleyicinin çıkış akımını 100A değerinde tutmayı başardığı görülmektedir.

#### 4. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Tasarımı yapılan sayısal denetleyicinin deneysel çalışmalarında güç katı olarak, Şekil 11'deki fotoğrafta görüldüğü üzere, Magmaweld Monostick-150i inverter kaynak makinesi kullanılmıştır. Kontrol algoritmaları STM32F407VG Discovery geliştirme kartı üzerinde gerçekleştirilmiştir. DSP kartı bluetooth üzerinde bilgisayara bağlanarak parametre güncellemesi ve gerçek zamanlı izleme fonksiyonları sağlanmıştır. Çıkış akımını ölçmek için, UGN3503 doğrusal Hall sensörü bir toroid üzerinde açılan hava aralığına yerleştirilmiştir. 3D yazıcıda bir kalıp hazırlanarak hall sensörü toroid nüveye Şekil 12'de görüldüğü gibi sabitlenmiştir.

Şekil 13'te deneysel olarak ölçülen 80A basamak cevabı görülmektedir. Basamak cevabının PSIM benzetiminde de olduğu gibi aşma yapmadığı

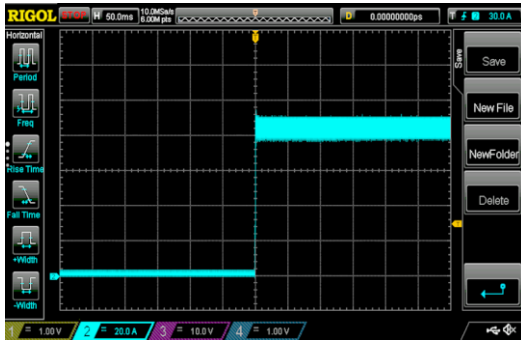
görülmektedir. Benzer şekilde kaynak elektrodu kaynatılacak metal malzemeye periyodik olarak kısa devre edilerek açık devre/kısa devre geçişleri



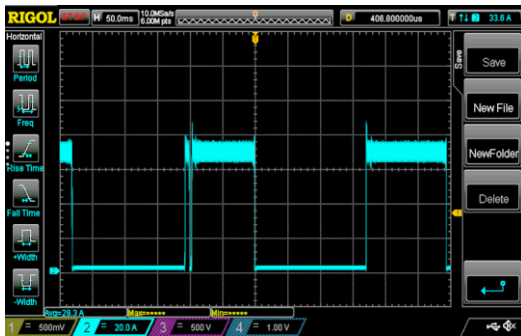
Şekil 11: Deneysel sistemin bir görünümü



Şekil 12: Hall akım sensörü görünümü



Şekil 13: 80 Amper için çıkış akımı basamak cevabı



Şekil 14: Kısa devre ve açık devre geçişlerinde çıkış akımı dalga şekilleri

oluşturulmuş ve bu durumdaki çıkış akımı ölçülerek sonuçlar Şekil 14'te verilmiştir. Görüldüğü üzere PI akım denetleyicisi Şekil 10'de verilen benzetim sonucuna çok yakın bir dinamik davranış göstermektedir. Burada aşmayı azaltmak için analog kontrolde yapılması zor olan bir takım yazılımsal önlemler alınabilir. Örneğin yükün açık devre olduğu algılanarak görev oranının büyük değer almasının önüne geçilebilirse, aşma azaltılabilir. Çünkü Şekil-8'de görüldüğü gibi bu durumda aşma oluşmamaktadır.

## 5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Yapılan çalışmada 3.6kW gücünde bir inverter kaynak makinesinin çıkış akımı kontrolü STM32F407G DSP işlemcisi ile gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları ile deneysel sonuçların birbiri ile uyumlu olduğu görülmüştür. Çıkış yükünün çok geniş bir aralıkta değişmesi durumunda (örneğin açık devreden kısa devreye geçiş vb.) , bozucu etkiden dolayı çıkış akımında bir aşma olduğu ancak PI denetleyicinin yine de akım kontrolünün başarıyla gerçekleştirdiği gözlenmiştir. Tasarlanan sayısal PI-denetleyici 100 Amper referans akımına 1 ms gibi kısa bir sürede ulaşabilmektedir. Bu dinamik hız tipik bir kaynak makinesi için yeterlidir.

Deneyde kullanılan kaynak makinesinde pasif bir doğrultucu bulunmaktadır. Dolayısıyla, tam yükte DA bara geriliminde oldukça fazla miktarda dalgalılık oluşmaktadır. Bu durum hem güç faktörünü kötüleştirmekte, hem de akım kontrolüne bozucu etki yapmaktadır. Burada bir güç katsayısı iyileştirme, yani PFC, devresinin kullanılması DA bara dalgalılığı azaltıp, çıkış akım kontrolünün başarımı artırılabilir.

## KAYNAKLAR

- [1] Mutlu Uslu, "Analysis, Design, And Implementation of a 5 kW Zero Voltage Switching Phase-Shifted Full-Bridge DC/DC Converter Based Power Supply For Arc Welding Machines", Master Thesis, Middle East Technical University, 2006.
- [2] Manoj Kumar, Sanjeev Singh, "Improved Power Quality with Regenerative Approach for Welding Application", International Journal of Electronics, Electrical and Computational System IJEECS, Vol.6 (6), pp.254-267, June 2017.
- [3] Jian-Min Wang, Sen-Tung Wu, Shang-Chin Yen, Huang-Jen Chiu, "A Simple Inverter for Arc-Welding Machines With Current Doubler Rectifier", Letters in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.58(11), pp.5278-5281, 2011.
- [4] Seong-Jeub Jeon, Gyu-Hyeong Cho, "Zero-voltage and zero-current switching full-bridge DC-DC converter for arc welding machines", Electronics Letters, Vol. 35 (13), pp. 1043-1044, 1999.
- [5] N.S. Bayındır, O. Kukrer, M. Yakup, "DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications", Electric Power Applications, IEE Proceedings, Vol.150(3), pp.365-371, 2003.
- [6] H. Pollock, J. O. Flower, "Design, simulation and testing of a series resonant converter for pulsed load applications," Fifth Int. Conf. on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, UK, pp. 256-261, 1994.
- [7] N. Frohlike, H. Mundinger, S. Beineke, P. Wallmeier, H. Grotstollen, "Resonant transition switching welding power supply," Proceedings of the IECON'97 23rd Int. Conf. on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, New Orleans, LA, USA, pp. 615-620 vol.2, 1997.
- [8] P. C. Theron, J. A. Ferreira, J. C. Fetter, H. W. E. Koertzen, "Welding power supplies using the partial series resonant converter," Proceedings of IECON '93 - 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Maui, HI, USA, pp. 1319-1324 vol.2., 1993.
- [9] H. Pollock, J. O. Flower, "Series-parallel load-resonant converter for controlled-current arc welding power supply," in IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol.143(3), pp. 211-218, May 1996.
- [10] E. J. Dede, V. Esteve, J. Jordan, J. V. Gonzalez, E. Maset, "On the design and control strategy of high power, high frequency converters for tube welding applications," Conference Record of the Power Conversion Conference - Yokohama 1993, Yokohama, Japan, pp. 257-264, 1993.
- [11] T.-F. Wu, H.-P. Yang, C.-M. Pan, "Analysis and design of variable frequency and phase-shift controlled series resonant converter applied for electric arc welding machines," Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Orlando, FL, USA, pp. 656-661, vol.1, 1995.
- [12] X. M. Zeng, A. B. Parker, J. Lucas, "High-frequency TIG-welding power supply with microprocessor control," in IEE Proceedings A - Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education, vol. 137(4), pp. 184-192, July 1990.
- [13] H. Pollock, J. O. Flower, "New method of power control for series-parallel load-resonant converters maintaining zero-current switching and unity power factor operation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12(1), pp. 103-115, Jan. 1997.
- [14] S. Marques, C. Cruz, F. Antunes, J. Farias, "Step down converter with hysteretic current control for welding applications," Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, New Orleans, LA, USA, Vol. 2, pp. 676-681, 1997.
- [15] K. Morimoto, T. Doi, H. Manabe, N. A. Ahmed, H.-W. Lee, M. Nakaoka, T. Ahmed, E. Hiraki, "Dual utility AC voltage line operated soft switching PWM DC-DC power converter with high frequency transformer link for arc welding equipment", Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Vol.2, pp.1084-1089, 2005.
- [16] Y. -K. Lo, J. -M. Wang, "Current-regulated inverters with an output coupled inductor for AC arc welding machines," IET Power Electronics, Vol. 1(4), pp. 445-454, December 2008.
- [17] Robert W Erickson, Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", 2nd edition, Springer, 2001.